

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-106847
 (43)Date of publication of application : 21.04.1995

(51)Int.Cl. H01Q 13/22
 H01Q 1/32
 H01Q 3/04
 H01Q 21/06

(21)Application number : 05-276152

(71)Applicant : NIPPON STEEL CORP
 GOTO NAOHISA

(22)Date of filing : 07.10.1993

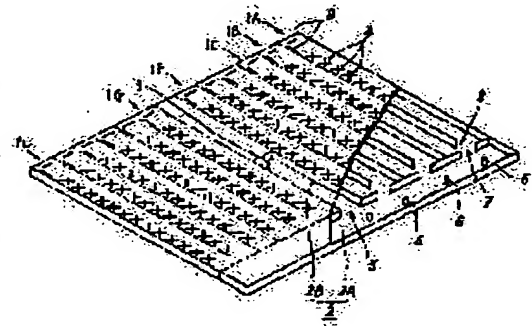
(72)Inventor : GOTO NAOHISA
 UEMATSU MASAHIRO
 OSHIMA TAKASHI
 TAKAHASHI SHINJI
 HIROKAWA JIRO
 ANDO MAKOTO

(54) LEAKY-WAVE WAVEGUIDE SLOT ARRAY ANTENNA

(57)Abstract:

PURPOSE: To improve the response and to reduce vibration and shock exerted to a converter by setting a feeding section located at a turning center of the antenna and the converter coupled thereto to be at a standstill at all times and turning only the antenna within a horizontal plane thereby relieving the load of a tracking mechanism in the azimuth angle direction.

CONSTITUTION: The antenna is made up of e.g. 12-sets of radiation waveguides 1A, 1B-1L arranged closely side by side and a feeding waveguide 2 combining radio waves received by the waveguides and giving the combined wave to a converter. The waveguide 2 is provided on a same plane as the radiation waveguides 1A, 1B-1L to form a 2-dimension structure uniform in the broadwise direction thereby facilitating the analysis of the antenna and the ease of mass production. A structure of cascade connection of post loading waveguide pbranches is adopted for the waveguide 2, both ends are short-circuited and a phase of each signal from a coupling window 7 of each p branch is made in phase with respect to an adjacent radiation waveguide by selecting the broad wall width to be twice the broad wall width of the radiation waveguides 1A, 1B-1L. An inductive post 6 is loaded to each p branch and a reflected radio wave from the window 7 is suppressed to excite a traveling wave.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 15.05.1997
 [Date of sending the examiner's decision of rejection] 06.07.1999
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
 [Date of final disposal for application]
 [Patent number]
 [Date of registration]
 [Number of appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-106847

(43) 公開日 平成7年(1995)4月21日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 1 Q 13/22

1/32

Z

3/04

2109-5 J

21/06

2109-5 J

審査請求 未請求 請求項の数6 F D (全 10 頁)

(21) 出願番号

特願平5-276152

(22) 出願日

平成5年(1993)10月7日

特許法第30条第1項適用申請有り 1993年5月21日 社
団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会技術
研究報告 信学技報 Vol. 93 No. 40」に発表

(71) 出願人

000006655

新日本製鐵株式会社

東京都千代田区大手町2丁目6番3号

(71) 出願人

000166801

後藤 尚久

神奈川県川崎市宮前区土橋6丁目15番地1

宮前平バームハウスA-514

(72) 発明者

後藤 尚久

神奈川県川崎市宮前区土橋6丁目15番地

1 宮前平バームハウス A-514

(74) 代理人

弁理士 櫻井 俊彦

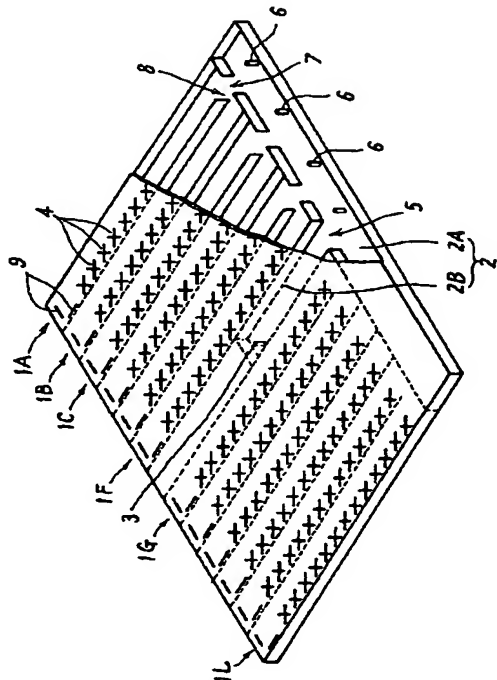
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 漏れ波導波管スロットアレーアンテナ

(57) 【要約】

【目的】 給電プローブなどで構成される給電部を静止状態に保つことによってコンバータを静止状態に保つことができると共に、チルト方向に所望のビーム幅を有する一軸追尾方式の漏れ波導波管スロットアレーアンテナを提供する。

【構成】 管軸方向に複数のスロットが形成されると共に隣接して平行に配列される複数の放射導波管(1A~1L)と、コンバータから給電部(3)を介して受けた電波を各放射導波管(1A~1L)に分配する給電導波管(2)とを備えると共に、方位各方向の追尾に際しほぼ水平な面内に回転せしめられる漏れ波導波管スロットアンテナであって、給電導波管(2)は、各放射導波管(1A~1L)の一端部に沿って延長される第1の部分(2A)と、この漏れ波導波管スロットアレーアンテナの回転の中心に形成された給電部(3)から第1の部分(2A)の中央部まで延長される第2の部分(2B)とから成る。放射導波管(1A~1L)に形成されるスロットは、同一オフセット量のクロススロット(4)から成ると共に、これらクロススロットの個数は13以上17以下に設定されている。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 管軸方向に複数のスロットが形成される共に隣接して平行に配列される複数の放射導波管と、各放射導波管が受けた電波を合成してコンバータに伝送する給電導波管とを備え、と共に方位角方向の追尾に際しほぼ水平な面内に回転せしめられる漏れ波導波管スロットアレーアンテナにおいて、

前記給電導波管は、前記各放射導波管の一端部に沿って延長される第 1 の部分と、この漏れ波導波管スロットアレーアンテナの前記回転の中心に形成された給電部から前記第 1 の部分の中央部まで前記放射導波管の間を延長される第 2 の部分とから成ることを特徴とする漏れ波導波管スロットアレーアンテナ。

【請求項 2】 請求項 1 記載の漏れ波導波管スロットアレーアンテナにおいて、

前記各放射導波管に形成されるスロットは同一オフセット量のクロススロットから成ると共に、このクロススロットの個数は任意設定が可能であることを特徴とする漏れ波導波管スロットアレーアンテナ。

【請求項 3】 請求項 1 又は 2 記載の漏れ波導波管スロットアレーアンテナにおいて、

前記放射導波管の本数は任意設定が可能であることを特徴とする請求項 2 記載の漏れ波導波管スロットアレーアンテナ。

【請求項 4】 電波の伝播方向に複数のスロットが形成されると共に電波の伝播方向を一致させながら隣接して配列される複数の放射導波管と、各放射導波管が受けた電波を合成してコンバータに伝送する給電導波管とを備えた漏れ波導波管スロットアレーアンテナにおいて、

前記各放射導波管に形成されるスロットは同一オフセット量のクロススロットから成ると共に、このクロススロットの個数は任意設定が可能であることを特徴とする漏れ波導波管スロットアレーアンテナ。

【請求項 5】 請求項 4 記載の漏れ波導波管スロットアレーアンテナにおいて、

前記放射導波管の本数は任意設定が可能であることを特徴とする漏れ波導波管スロットアレーアンテナ。

【請求項 6】 請求項 4 又は 5 記載の漏れ波導波管スロットアレーアンテナにおいて、

前記各放射導波管は、それぞれの終端に整合スロットペアを形成可能であることを特徴とする漏れ波導波管スロットアレーアンテナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、移動体用衛星放送受信などに利用される漏れ波導波管スロットアレーアンテナに関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年の衛星放送の普及に伴い、車載用受信アンテナも多数検討されている。これらの検討結果の

代表的なものや、関連の参考文献としては以下のものがある。

[1] 古川ほか: "一層構造の導波管を用いたビームチルト型衛星放送受信平面アンテナ" 信学技報 AP88-40, 1988-7.

[2] 王丸: "移動体用衛星放送受信装置"、放送技術、vol. 43, no. 9, pp. 119-123, 1990-9.

[3] 倉本ほか: "移動体用 DBS 受信アンテナシステム"、1991 信学春季全大、B-591991-3.

[4] 西川: "衛星放送受信車載アンテナシステム"、豊田中研 R&D レビュー、vol. 27, no. 1, p. 65, 1992-3.

[5] 広川ほか: "漏れ波導波管クロススロットアレーアンテナの設計"、信学技報 AP92-37, 1992-5.

【0003】 [6] 中野ほか: "カールアンテナ (III) ビームチルトについて"、1993 信学春季全大、B-45, 1993-3.

[7] 高野ほか: "小型乗用車用 BS 移動受信装置"、1993 信学春季全大、B-46, 1993-3.

[8] 藤田ほか: "航空機搭載用 BS 移動受信装置の検討"、1993 信学春季全大、B-471993-3.

[9] 柴田ほか: "大きなチルト角を有するラジアルラインマイクロストリップアレーアンテナの特性"、1993 信学春季全大、B-54, 1993-3.

[10] J. Hirokawa et al. "Waveguide π -Junction with an Inductive Post" IEICE Trans. Electron., vol. 75, no. 3, pp. 348-351, Mar. 1992.

【0004】 [11] N. Marcuvitz: "Waveguide Handbook" IEE Electromagnetic Wave Series 21, Peter Peregrinus Ltd., Chaps. 5&6, 1986.

[12] J. Hirokawa et al. "A Single-Layer Multiple-Way Power Divider for a Planar Slotted Waveguide Array", IEICE Trans. Commun., vol. 75, no. 8, pp. 781-787, Aug. 1992.

[13] 水野ほか: "E 面曲がり 4 電力分配器"、1989 信学春季全大、C-788, 1989-3.

[14] J. Hirokawa et al. "An Analysis of a waveguide T Junction with an Inductive Post", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, no. 3, pp. 563-566, Mar. 1991.

[15] J. Hirokawa et al. "Matching Slot Pair for a Circularly-Polarized Slotted Waveguide Array", IEE Proc., vol. 137, pt. H, no. 6, pp. 367-371, Dec 1990.

[16] 清原ほか: "クロススロットを用いた導波管漏れ波アンテナの設計" 信学技報 AP91-75, 1991-9.

【0005】 車載用の衛星放送受信アンテナについては、これが高さ制限のある路上を走行する車両の頂部などに取り付けられることから、その取り付け高さをいかに低減するかが重要な技術課題の一つとなる。また、この受信アンテナは限られた面積の車両の頂部に設置されることから、その取り付け面積をいかに低減するかも重

要な技術的課題の一つである。受信アンテナの取り付け高さの低減を図るために、ビームチルト角を有する平面アンテナを車両の頂部に水平に取り付ける構造が有利と考えられている。

【0006】車載用の衛星放送受信アンテナでは、受信アンテナが車両の移動に伴って時々刻々変化する放送衛星を常時捕捉するように、その方位角と仰角とを制御する追尾機構が必要になる。この追尾機構は、受信システム全体の製造費用の相当部分を占めるだけでなくアンテナの取り付け高さや取り付け面積をも増大させるという問題があるため、これをいかに簡略化するかが重要な技術課題の一つである。方位角の変化は、車両の移動に伴い360°にわたって生じるので、方位角方向の追尾を機械的な回転機構で実現する必要がある。これとは対照的に、仰角の変化は、緯度や、車両の水平面からの傾き、すなわち±5°程度の道路の傾斜に伴って生ずるものであるため、その変化範囲は比較的限定されている。このため、アンテナの仰角方向のメインビーム幅を予め広めに設定しておくことにより、仰角方向の機械的追尾を行わない無追尾方式が可能となり、受信システム全体の経済化を図ることができる。

【0007】上記文献〔2〕、〔4〕、〔7〕及び〔8〕を参照すれば、マイクロストリップを用いた平面アンテナでは30°以上のビームチルト角を実現するのが困難であるため、アンテナを水平面から20°程度傾けて設置しなければならない。この場合、傾けたアンテナの高さが受信システム全体の高さを決めてしまうことになるため、車載用としては受信システムの取り付け高さが増大するという欠点がある。

【0008】上記文献〔6〕及び〔9〕を参照すれば、ラジアル導波路を用いた平面アンテナは、その形状が円形となる。このため、方位角方向の追尾に際しこの平面アンテナをその中心で回転させる場合、無駄な空間を省いて取り付け面積の低減を図ることができる。しかしながら、このラジアル導波路を用いた平面アンテナでは、サイドローブを抑圧しながら大きなビームチルト角を得るためには高誘電率の基板を用いたり、アンテナ素子を密に配列しなくてはならず、現在のところ量産化は難しいと思われる。また、円形アンテナであるためビーム幅の自由度が少ないという欠点もある。

【0009】上記文献〔1〕、〔3〕及び〔5〕には漏れ波導波管スロットアレーアンテナが記載されている。この漏れ波導波管スロットアレーアンテナは、電波の伝播方向に沿って複数のスロットが配列されると共に電波の伝播方向を一致させながら隣接して配列される複数の放射導波管と、各放射板導波管が受けた電波を合成してコンバータに伝送する給電導波管とから構成されている。この漏れ波導波管スロットアレーアンテナでは、各放射導波管に形成するスロットの個数と、放射導波管の本数などによってビーム幅とアンテナ利得とをほぼ独立

に調整できるという利点があると考えられる。また、上記文献〔1〕と〔5〕に記載されたアンテナは、給電導波管を各放射導波管と同一面内に取り付けた1層構造アンテナであるため、溝構造の導波路の上に各スロットパターンをエッチングによって形成したスロット板をレーザ溶着などによって取り付けることで、安価で簡易なアンテナを製作できるという利点を有する。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】上記漏れ波導波管スロットアレーアンテナは、上述したような種々の利点を備えている。しかしながら、従来の漏れ波導波管アレーアンテナでは、文献〔5〕に記載されているように、コンバータを結合するための給電導波管の結合部は、アンテナの一端部に形成されている。このため、方位角方向の追尾のためにアンテナをその中心で回転させた場合、アンテナの裏側にコンバータが固定して一緒に回転させる構造とする必要がある。この結果、回転機構の負荷が大きくなって応答性が低下すると共に、回転に伴う振動や衝撃がコンバータに加えられてコンバータを構成する電子回路に劣化を生じさせるおそれがある。従って、本発明の一つの目的は、コンバータをアンテナと共に回転させずに済むように、コンバータなどで構成される給電部を静止状態に保てる構造の漏れ波導波管スロットアレーアンテナを提供することにある。

【0011】また、上述のように、漏れ波導波管スロットアレーアンテナでは、仰角方向のメインビーム幅を各放射導波管に形成するスロットの個数によって調整できると考えられる。しかしながら、スロットの個数を何個程度にすればなるべく高いアンテナ利得のもとで±5°程度の所望のビーム幅を実現できるかという具体的な設計指標については不明である。さらに、上記、最適のスロット個数の範囲のもとで漏れ波導波管の本数をどの程度とすれば所望のアンテナ利得を実現できるかについても不明である。

【0012】従って、本発明の他の目的は、電磁界解析や実験を通じて各漏れ波導波管に形成すべき最適のクロスロットの個数の範囲を確定することにより、仰角方向に所望のメインビーム幅を有する無追尾方式の漏れ波導波管スロットアレーアンテナを提供することにある。さらに、本発明の他の目的は、上記最適のスロット個数の範囲で、必要なアンテナ利得を得るための漏れ波導波管による放射導波管の本数を確定することにある。

【0013】

【課題を解決するための手段】上記第1の目的を達成する本第1の発明の漏れ波導波管スロットアレーアンテナによれば、給電導波管が、各放射導波管の一端部に沿って延長される第1の部分と、この漏れ波導波管スロットアレーアンテナの回転の中心に形成された給電部から第1の部分の中央部まで放射導波管の間を延長される第2の部分とから構成されている。

【0014】上記第2の目的を達成する本第2の発明の漏れ波導波管スロットアレーアンテナによれば、各放射導波管に形成されるスロットが同一オフセット量のクロススロットから成ると共に、このクロススロットの個数を任意に設定するように構成されている。

【0015】

【作用】上記第1の発明によれば、給電導波管を従来の給電導波管に該当する第1の部分と、アンテナの中央部から第1の部分の中央部まで延長されてこれと直角に交差する第2の部分とから成るT分岐型にすることにより、給電部をアンテナの回転中心に配置することを可能にしている。放射導波管で受信された電波は給電導波管の第1の部分を経てその中央部から第2の部分内に伝播し、その一端部に形成された給電部を経てコンバータに供給される。この結果、アンテナの回転中心に位置する給電部とこれに結合するコンバータとを常時静止状態に保ったまま、アンテナだけを水平面内に回転させることが可能になる。

【0016】上記第2の発明によれば、各放射導波管に同一のオフセット量を有するクロススロットを任意個数形成することにより、チルト角方向に最大2.5 dBの利得変動を許容しながら±5°前後のビーム幅が実現される。このことは、シミュレーションによって判明した事実である。

【0017】

【実施例】図1は、本発明の一実施例に関わる漏れ波導波管スロットアレーアンテナの斜視図である。このアンテナは、隣接して平行に配列される12本の放射導波管1A、1B、1C・・・1Lと、これら放射導波管のそれぞれが受信した電波を合成してコンバータに供給する給電導波管2とから構成されている。後述するように、放射導波管の本数は16本程度が好適であるが、図示の便宜上図2では12本の場合を例示している。放射導波管1A～1Lの上面には、管軸方向に沿って複数のクロススロット4が形成されている。

【0018】まず、給電導波管2について説明する。給電導波管2は、放射導波管1A～1Lと同一面内に形成されている。このような1層構造のアンテナは、その厚み方向に構造が様な二次元構造となるため、解析が容易になると共に、大量生産に適した構造となっている。

$$\sin \theta = \lambda_0 / \lambda_g + \alpha$$

上式の第1項は、管内波長 λ_g で決まる漏れ波の原理に基づく値である。この管内波長 λ_g は、広壁幅 a_r を用

$$\lambda_g = \lambda_0 / \{1 - (\lambda_0 / 2a_r)^2\}^{1/2} \quad \dots \dots (2)$$

(1)式の第2項 α は、スロット結合により生じる管内の透過波、遠方放射界の位相遅れに相当する摂動項である。すなわち、スロット結合により実効的な管内波長は短縮され、ビームチルト角が α だけ大きくなることを表している。本アンテナのようにスロット数が少ない場合には、(1)式の摂動項 α を無視できなくなる。例え

給電導波管2は、前述の文献〔10〕にも記載されているように、複数のポスト装荷導波管 π 分岐が縦続接続された構造となると共に、両端は短絡されている。給電導波管2の広壁幅を、その管内波長が放射導波管1A～1Lの広壁幅（壁厚も含む）の2倍になるよう設定することにより、各 π 分岐の結合窓7を、隣接する2本の放射導波管に対して同相となるように結合させる。また、各 π 分岐には、1本の誘導性ポスト6が装荷されている。この誘導性ポスト6は、前述の文献〔11〕に記載されているように、対応の π 分岐の結合窓7からの電波反射を抑圧して対応の給電導波管に対する進行波励振を実現すると共に、結合窓7の電磁結合による給電導波管の管内波長の短縮を抑制する。すなわち、放射導波管1A～1Lの管内波長は、 π 分岐による結合量に依存せずほぼ一定となり、放射導波管を等間隔で配列することが可能となる。

【0019】文献〔7〕に記載されているように、放射導波管1A～1Lのすべてに等振幅・等位相で電力を分配するために、各 π 分岐の結合量が調整されている。すなわち、結合量の振幅は π 分岐の結合窓7の幅によって調整されると共に、位相はノッチ8の長さによって調整されている。文献〔13〕と〔14〕に記載されたように、給電プローブ3での整合を容易にするために、誘導性ポスト装荷導波管T分岐を用いて給電を行っている。給電プローブ3を、給電導波管2Bの中央に直接挿入した場合でも、整合ピンを用いることなどにより広帯域にわたり十分な整合を図ることができる。

【0020】次に、放射導波管1A～1Lについて説明する。放射導波管1A～1Lは、密に配列されたクロススロット4のアレーと、終端に形成された円偏波放射整合スロットペア9とから成る漏れ波導波管で構成されている。前述した文献〔15〕に記載されている円偏波放射整合スロットペア9は、漏れ波導波管の終端からの反射を抑圧すると共に、チルトされたメインビーム方向に円偏波を放射するように設計されている。本アンテナの場合、仰角方向に広いメインビーム幅を得るためにクロススロットの個数を少なくする必要があり、このため、スロット一つあたりの結合量は大きくなる。

【0021】文献〔16〕を参照すれば、ビームチルト角 θ は、次式で与えられる。

$$\dots \dots (1)$$

いて次式で与えられる。

ば、スロットが14個の場合、この摂動項 α は約12°である。従って、日本国内の放送衛星受信用に必要なチルト角が52°の場合には、(1)式の第1項の値が40°となるように広壁幅 a_r を(2)式から決定する必要がある。

【0022】クロススロットの管軸からのオフセット量

は、単体の反射量とチルト角方向での軸比の二つが同時に最小になるように選択される。軸比の最小化だけに着目して形状の最適化をはかれば自動的に反射が抑圧される。これは、文献〔5〕に既に記載されている。最適化による設計は、電磁界解析を用いて行う。前述したように、スロットの個数が少ないためスロット一つあたりの結合が強い。また、漏れ波動作では、サイドローブを抑圧するためにスロット間隔を可能な限り短縮する必要がある。この結果、スロット間の相互結合が強くなる。従って、電磁界解析に際しては1本の放射導波管上に配列されたクロススロットの全ての相互結合を考慮した全波動的解析を行う。

【0023】具体的な設計方針としては、文献〔5〕に記載されているように、励振振幅の分布が一様で、チルト方向での軸比が最小となるようにする。各スロットの励振振幅と軸比とに着目して、2本のスロットの長さとその交差角とを調整し形状の最適化を行う。まず、放射導波管に形成するクロススロットの個数とチルト角方向のビーム幅の関係を利得計算によって評価する。この利得計算の条件は、

- (1) 各クロススロットの振幅は一様で、位相はチルト方向で揃うように励振する。
- (2) 同一クロススロットでのスロット間位相は、チルト方向で完全右旋円偏波になるように与える。
- (3) アンテナ効率を70%とする。

【0024】放射導波管の本数を16本として、放射導波管1本あたりのクロススロット数を変化させたときの、メインビーム(ピーク)からの角度(坂の傾斜角度に対応)が 3° 、 5° 、 7° の各方向での利得の変化を図3に示す。各放射導波管の間隔は18.5mm、各放射導波管に形成する各クロススロットの間隔は10.4mm、受信周波数の中心値は11.85GHz、メインビーム方向は 52.0° に設定した。給電導波管2の長さは296mmとなる。図3の上部に示した放射導波管の長さは、スロットを形成できない給電導波管2の幅を30mmとして求めた概算値である。また、放射導波管の本数を変化させた場合には、その本数に比例してグラフ全体を上下させればよい。例えば、放射導波管の本数を16本から12本に変更する場合には、図3の縦軸の利得を1.25dB(=12/16)だけ減少させればよい。

【0025】各放射導波管に形成するクロススロットの個数が増加すると、アンテナの面積が増大するため、アンテナ利得も単調に増加する。メインビーム方向から 3° ずれた方向の利得もクロススロットの個数の増加と共に緩やかに増加している。しかしながら、メインビーム方向から 5° ずれた方向の利得はクロススロットの個数を17個まで増加させても一定であり、18個以上の範囲ではクロススロットの個数の増加と共に緩やかに減少している。また、メインビーム方向のピークから 7° ずれた方向の利得は、クロススロットの個数が13個まで

はほぼ一定であり、14個以上の範囲ではクロススロットの個数の増加と共に減少してしまうことが分かる。

【0026】クロススロットの個数を増加させるとピーク利得は高まるもののメインビーム幅が細くなり、仰角方向への無追尾方式が採用できなくなる。逆に、クロススロットの個数を減少させるとメインビーム幅が広がるもののピーク利得が低下し、雨天時などの受信レベルの低下に対応できなくなる。必要なメインビーム方向のビーム幅を典型的な坂道の傾斜に対応できる $\pm 5^\circ$ 程度と見積もると、クロススロットの個数の最適範囲は15個 ± 2 個程度である。また、最小限必要なC/Nを8dBとし、このC/Nを得るのに必要なアンテナ利得を24dBiと見積もると、 $\pm 5^\circ$ のビーム幅を実現するのに必要な放射導波管の最小本数は16本である。なお、乗用車用の小型・薄型で安価な受信システムを構成する場合には、雑音が目立たない液晶テレビと組み合わせることも考えられる。この場合、必要なアンテナ利得は低くなり、放射導波管の本数を16本未満に低減することでもできる。

【0027】図2は、本発明の他の実施例の漏れ波導波管スロットアレーアンテナの構成を示す斜視図である。図2中、図1と同一の参照符号を付した構成要素は、図1に関して既に説明した構成要素と同一のものであり、これらについては重複する説明を省略する。この実施例のアンテナが図1に示したアンテナと異なる点は、給電導波管2の構成である。すなわち、この給電導波管2は、放射導波管1A~1Lの一端部に沿って延長される第1の部分2Aと、このアンテナの回転の中心に配置された給電プローブ3から第1の部分2Aの中央部まで放射導波管1Fと1Gの間を延長される第2の部分2Bとから構成されている。給電導波管2の第1の部分2Aの中央部と、第2の部分2Bの一端部はT分岐を形成しながら結合されている。

【0028】放射導波管に受信された電波は給電導波管の第1の部分1Aを経てその中央部のT分岐部分から第2の部分2B内に伝播し、その一端部に形成された給電プローブ3を経てアンテナの下方に配置されたコンバータに供給される。このように、給電プローブ3をこのアンテナの方向角追尾のための回転中心に設置するという中央給電型を採用することにより、この給電プローブ3に接続されるコンバータを固定させたままで、アンテナだけを回転させることができる。

【0029】図2のアンテナでは、中央部分に給電導波管2の第2の部分2Bを設置したために、放射導波管1本分の幅にわたってクロススロットが存在しない空白領域が形成される。これに伴って、方位角方向面内のサイドローブのレベルが上昇することが予想される。この空白領域の存在が方位角方向の指向性に及ぼす影響を確認するために、放射導波管が16本の場合について、空白領域が存在しない場合と存在する場合の指向性につい

て計算を行った。この計算結果を図4に示す。実線は、空白領域が存在する場合の指向性、点線は存在しない場合の指向性である。空白領域が存在する場合には、アンテナの面積が増加するため主ビームは細くなる。第1サイドローブのレベルはメインビームのピークレベルに対して-11dBまで上昇している。このため、アンテナ面積が増大しているにもかかわらず、ピーク利得はほとんど増加しない。なお、方位角が30°以上の範囲のサイドローブのレベルは、メインビームのピークレベルに対して-40dB以下に抑圧されている。

【0030】このように、中央給電型とすると、電気特性上は多少不利になるが、コンバータを固定したままアンテナだけを給電プロローブ3の周りに回転できる利点は

放射導波管広壁幅	16.5 mm
給電導波管広壁幅	17.3 mm
導波管厚	4.0 mm
放射導波管の本数	12
スロットオフセット量	2.8 mm
スロット長範囲	10.5～12.5 mm
スロット交差角範囲	113 ～ 120 °

【0033】〔開口面分布〕Sタイプのアンテナについて、設計周波数において給電導波管と平行に走査した結果を図5示す。この開口面分布は、給電導波管の分配特性の良否を示している。一様な振幅分布と、位相分布が実現されており、給電導波管が設計通りの進行波動作をしていることが確認できた。

【0034】〔反射特性〕給電点での反射量の周波数特性を図6に示す。Mタイプ、Sタイプ共に、BS帯域内(11.7～12.0 GHz)での反射量が十分小さいことが分かる。BS帯域以上では、Mタイプのアンテナの方がSタイプのアンテナよりも反射が小さい。Mタイプのアンテナでは、放射導波管の終端に形成された整合スロットペアが、終端からの反射をよく抑圧しているための考えられる。

【0035】〔チルト面内指向性〕設計周波数で測定したチルト面内のフレネル指向性を図7に示す。スピリニアパターンでのビームピーク方向(右旋円偏波成分+左旋円偏波成分)は、Mタイプ、Sタイプと共に53.5°であった。従って、(1)式に関して説明したように、スロット結合によるビームチルト角の摂動分 α が約13.5

大きい。

【0031】2種類の漏れ波導波管クロススロットアレーアンテナについて試作を行った。一つは、各放射導波管に12個のクロススロットを形成すると共に、終端に整合スロットペアを形成したものである。以下、これをMタイプと称する。他の一つは、各放射導波管に14個のクロススロットを形成すると共に、終端を単に短絡したものである。以下、これをSタイプと称する。いずれのタイプでも電波吸収体は一切使用されていない。各タイプのアンテナの各パラメータは以下の表の通りである。

【0032】

π 分岐結合窓幅範囲	11.5～12.5 mm
π 分岐ノッチ長範囲	9.0 ～ 10.0 mm
アンテナサイズ	225 × 195 mm
開口面サイズ	225 × 155 mm
設計周波数	11.85GHz
ビームピーク方向	52.0 °

°と極めて大きいことが分かる。

【0036】Mタイプのアンテナの指向性(図7(A))と、放射導波管の終端に電波吸収体を取付けたタイプのアンテナ指向性(図7(C))とは類似している。ただし、後者の吸収体タイプのアンテナでは、クロススロットの形状パラメータが異なるため軸比は悪化している。Mタイプのアンテナでは、整合スロットが良好に動作すると共に、右旋円偏波をチルト角方向に放射していると考えられる。また、反射波によって生じる約-50°の方向のサイドローブの上昇も見られず、好適なクロススロットのオフセット量を選択することで進行波励振が実現されたものと思われる。ビームピーク方向の軸比は1.0dBと良好な値が得られている。また、第1サイドローブのレベルは、-8.5 dB程度である。

【0037】これに対して、Sタイプのアンテナの指向性(図7(B))では、約-50°方向のサイドローブのレベルが-10dBまで上昇している。これは、放射導波管の終端からの反射によるものと考えられる。また、ピーク方向の軸比は1.8 dBと劣化している。これは、反射波により放射導波管の終端近傍のクロススロットの軸比が

大幅に劣化するためと考えられる。

【0038】Sタイプのアンテナについて、設計周波数で測定した右旋円偏波成分の遠方指向性を図8に示す。図8(A)に示すように、設計通り 52° のチルト角が実現されていることが分かる。ビームピーク方向から約 3° ずれた方向でのレベルの低下量は約1.0 dBである。図8(B)に示すように、方位角方向内では、前述した給電導波管の様分布特性を反映して、対称性が高くサイドローブの抑圧された指向性を実現されている。なお1dB低下ビーム幅は約 3.5° である。

【0039】SタイプとMタイプのアンテナについて測定した利得と効率の周波数依存性を図9に示す。Sタイプのアンテナの効率は、ピーク値が 66 % であり、B S

帯域内では 60 % 以上となっている。B S帯域内での利得の変動は0.4 dB程度にすぎない。Sタイプのアンテナの利得は、Mタイプのアンテナに比べて全体的に0.3dB程度高い。図7に示したように、Sタイプのアンテナの指向性は、Mタイプのアンテナの指向性に広角方向（-90° ～ -60° の範囲）のサイドローブのレベルが低いため、相対的な利得が高くなっているものと思われる。

【0040】Sタイプのアンテナの C/N比の測定結果を下表に示す。B S帯域内のアンテナ利得は 24 dB以上であり、C/N 比でも9.0 ～9.5 dBの値が得られている。液晶テレビで受信した場合には、ノイズの妨害が気にならない状態で見ることができる。

10

	5 ch	7 ch	11 ch
Sタイプのアンテナ	8.8 dB	9.4 dB	9.6 dB
基準アンテナ (利得32.1dBi)	16.7 dB	17.2 dB	18.0 dB

【0041】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明の漏れ波導波管スロットアレーアンテナは、給電導波管を従来の給電導波管に該当する第1の部分と、アンテナの中央部から第1の部分の中央部まで延長されてこれと直角に交差する第2の部分とから成るT分岐型にする構成により、給電プローブなどから成る給電部をアンテナの回転中心に配置することを可能にしている。従って、アンテナの回転中心に位置する給電部とこれに結合するコンバータとを常時静止状態に保ったまま、アンテナだけを水平面内に回転させることが可能になる。この結果、方位角方向の追尾機構の負荷が軽減されて応答性が向上すると共に、コンバータに加わる振動や衝撃の緩和によってコンバータの高信頼化が図られる。

【0042】また、本発明の漏れ波導波管スロットアレーアンテナによれば、各放射導波管に同一のオフセット量を有するクロススロットを任意個数形成することにより、仰角方向に±5° 前後のメインビーム幅を実現できる。この結果、仰角方向への無追尾方式の採用が可能になり、システム全体の小型化と製造コストの低減化を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例の漏れ波導波管スロットアレーアンテナの構成を示す斜視図である。

【図2】本発明の他の実施例の漏れ波導波管スロットアレーアンテナの構成を示す斜視図である。

【図3】メインビーム方向とこの方向から3°、5°及び7°ずれた角方向のアンテナ利得がスロット個数に依存して変化する様子を示す解析結果である。

50

【図4】給電導波管の第2の部分の設けた場合と設けない場合とについて、方位角方向の面内指向性を比較して示す解析結果である。

【図5】試作したSタイプの漏れ波導波管アレーアンテナについて、給電導波管と平行に走査した開口面内分布（振幅、位相）の実験結果を示す図である。

【図6】試作したMタイプ及びSタイプの漏れ波導波管アレーアンテナについて実験によって得られた給電点での反射量の周波数特性を示す図である。

【図7】試作したSタイプ、Mタイプ及び吸収体タイプの各漏れ波導波管スロットアレーについて、実験により得られたチルト面内フレネル指向性を示す図である。

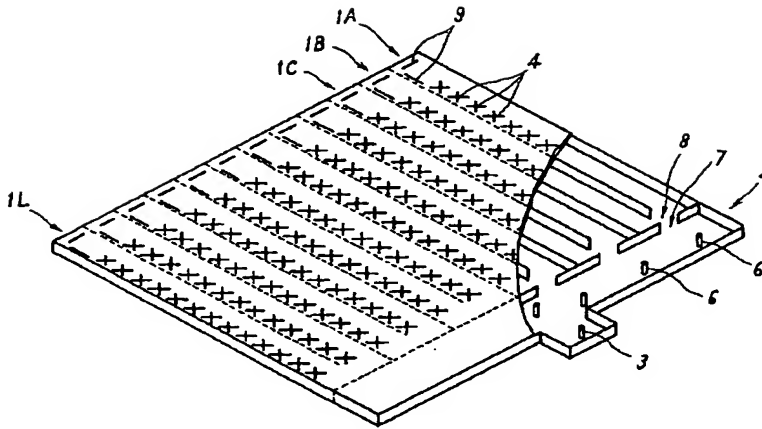
【図8】試作したSタイプの漏れ波導波管スロットアレーアンテナについて得られた遠方指向性の実験結果を示す図である。

【図9】試作したSタイプ及びMタイプの各漏れ波導波管スロットアレーについて、実験により得られた利得と効率の周波数特性を示す図である。

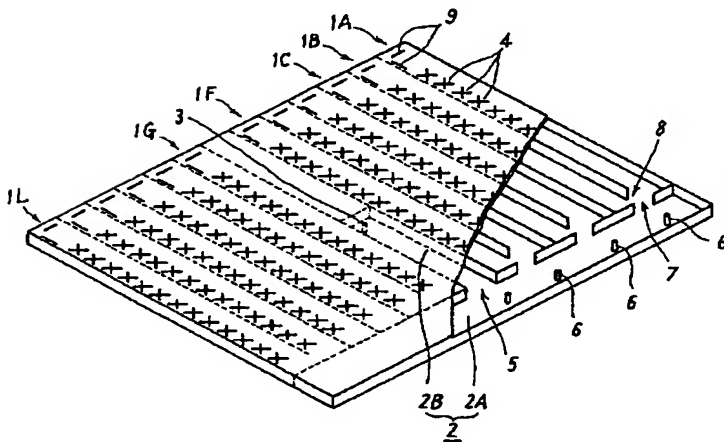
【符号の説明】

1A～1L	放射導波管
2	給電導波管
2A	給電導波管の第1の部分
2B	給電導波管の第2の部分
3	給電ポスト(給電部)
4	クロススロット
6	誘導性ポスト
7	結合窓
8	ノッチ

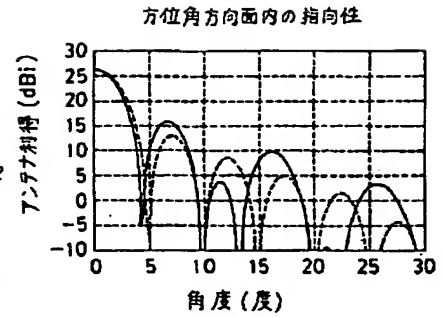
【図1】



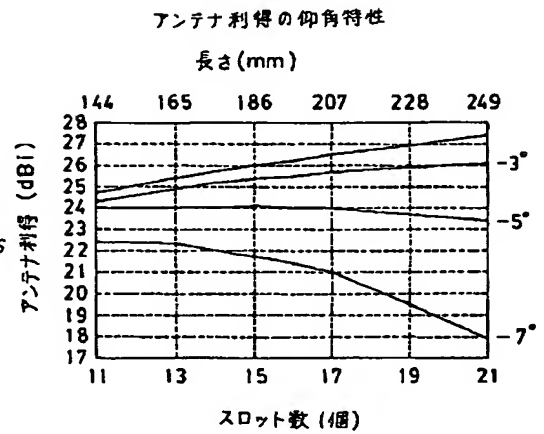
【図2】



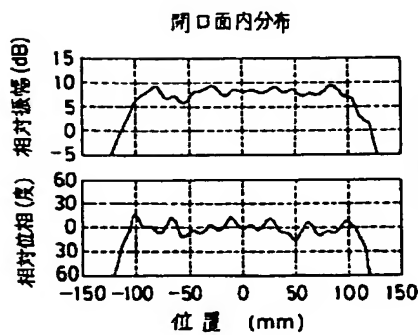
【図4】



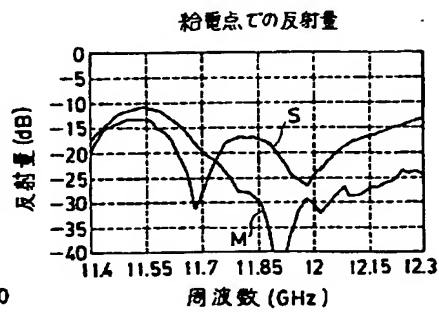
【図3】



【図5】

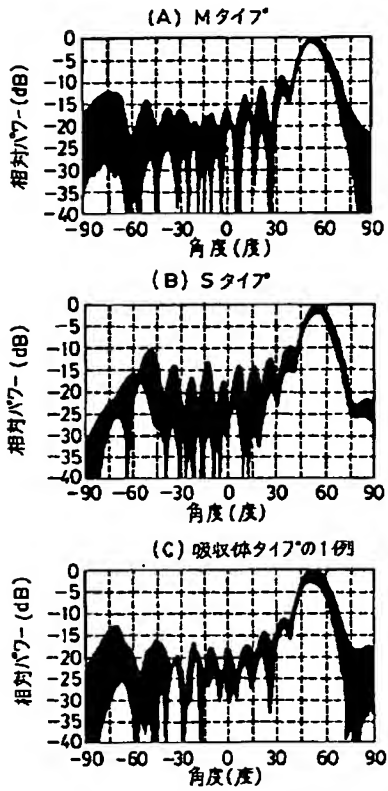


【図6】



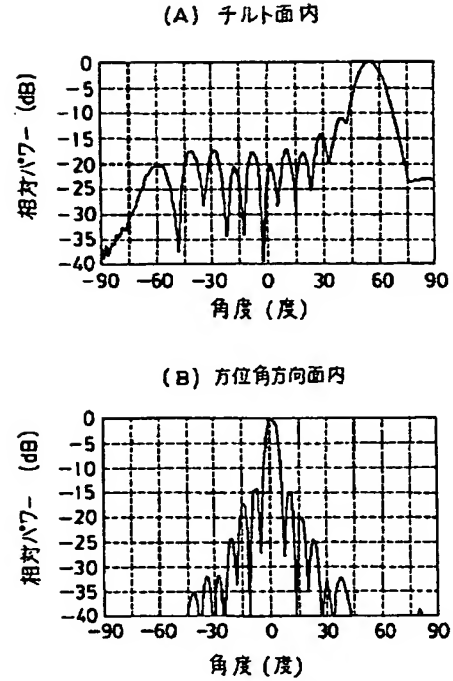
【図 7】

チルト面内フレネル指向性



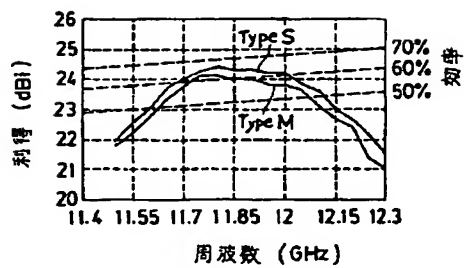
【図 8】

遠方指向性 Sタイプ



【図 9】

利得と効率の周波数特性



フロントページの続き

(72)発明者 植松 正博
東京都千代田区大手町二丁目 6 番 3 号 新
日本製鐵株式会社内

(72)発明者 尾島 孝
東京都千代田区大手町二丁目 6 番 3 号 新
日本製鐵株式会社内

(72)発明者 高橋 伸治
東京都千代田区大手町二丁目 6 番 3 号 新
日本製鐵株式会社内

(72)発明者 広川 二郎
東京都世田谷区大原 1 - 49 - 9
(72)発明者 安藤 真
神奈川県川崎市幸区小倉 1 - 1 , 1 - 312